

УДК 621.314.58

Сокол Євген Іванович, чл.-корр НАНУ, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри**Гончаров Юрій Петрович**, д-р техн. наук, проф.**Єресько Олександр В'ячеславович**, канд. техн. наук, доц.**Замаруєв Володимир Васильович**, канд. техн. наук, проф.**Івахно Володимир Вікторович**, канд. техн. наук, проф.**Кривошеєв Сергій Юрійович**, канд. техн. наук, проф.**Лобко Андрій Валерійович**, асп.**Стишло Богдан Олександрович**, асп.**Бобровський Сергій Вячеславич**, студент

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», вул. Фрунзе, 21, м. Харків, Україна, 61002. Тел. +38-057-70-76-312 Sokol@kpi.kharkov.ua

ТРИФАЗНІ РЕЗОНАНСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ФАЗОВИМ КЕРУВАННЯМ ТА М'ЯКОЮ КОМУТАЦІЄЮ НА ОСНОВНІЙ ЧАСТОТІ 50 ГЦ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

Розглядаються трифазні резонансні 12-пульсні перетворювачі з послідовним з'єднанням 6-пульсних блоків, що дозволяють мінімізувати комутаційні втрати при високих показниках електромагнітної сумісності з мережею живлення і високих питомих показниках фільтрового електрообладнання.

Ключові слова: FREEDM, недоліки, резонансні перетворювачі, енергетичні характеристики, електромагнітна сумісність.

Сокол Евгений Иванович, чл.-корр НАНУ, д-р техн. наук, проф., заведующий кафедрой**Гончаров Юрий Петрович**, д-р техн. наук, проф.**Ересько Александр Вячеславович**, канд. техн. наук, доц.**Замаруев Владимир Васильевич**, канд. техн. наук, проф.**Ивахно Владимир Викторович**, канд. техн. наук, проф.**Кривошеев Сергей Юрьевич**, канд. техн. наук, проф.**Лобко Андрей Валерьевич**, асп.**Стышло Богдан Александрович**, асп.,**Бобровский Сергей Вячеславич**, студент

ТРЕХФАЗНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И МЯГКОЙ КОМУТАЦИЕЙ НА ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЕ 50 ГЦ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Рассматриваются трехфазные резонансные 12-пульсные преобразователи с последовательным соединением 6-пульсных блоков, позволяющие минимизировать коммутационные потери при высоких показателях электромагнитной совместимости с питающей сетью и высоких удельных показателях фильтрового электрооборудования.

Ключевые слова: FREEDM, недостатки, резонансные преобразователи, энергетические характеристики, электромагнитная совместимость.

Sokol Yevgen, Cor. Mem. NASU, Dr. Eng. Sc., Prof., head of Chair**Goncharov Yuri**, Dr. Eng. Sc., Prof.**Yeresko Aleksandr**, Cand. Sc. (Eng.), Assoc. Prof.**Zamaruiev Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Ivakhno Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Kryvosheev Serhij**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Styslo Bohdan**, Ph. D. Stud.**Lobko Andriy**, Ph. D. Stud.**Bobrovsky Serhij**, student

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Dep. «Industrial and Biomedical Electronics», Frunze str., 21. Kharkov, Ukraine, 61002. Tel. +38-057-70-76-044 Sokol@kpi.kharkov.ua

THREE PHASE RESONANT CONVERTERS WITH PHASE CONTROL AND SOFT SWITCHING AT THE FUNDAMENTAL FREQUENCY OF 50 HZ FOR ADVANCED POWER SYSTEMS

The three-phase 12-pulse resonant converters with a serial connection 6-pulse units that minimize switching losses at high performance of electromagnetic compatibility with supply mains and high specific performance of filtration apparatus.

Keywords: FREEDM, disadvantages, resonant converters, power characteristics, electromagnetic compatibility.

1. Анализ состояния проблемы и постановка задачи работы

В течении ряда лет работы по применению силовой электроники в электроэнергетике были нацелены на реализацию энергетической системы с интеллектуальными свойствами (Smart Grid). За это время идеология электрической части Smart Grid совершенствовалась, главным образом, в двух направлениях:

- перехода к возобновляемым источникам электроэнергии;
- использования силовой электроники в качестве инструмента для синтеза конкретных структур электроснабжения.

Результатом явилась "Будущая система генерирования и распределения возобновляемой электрической энергии" (FREEDM), которая может рассматриваться как логическое продолжение Smart Grid [1-2].

Конкретные технические решения, предлагаемые в системе FREEDM, имеют своим назначением питание коммунально-бытовых потребителей при мощности на выходе порядка 20 кВт. На рис. 1 показано исполнение соответствующей преобразовательной системы.

Система содержит:

- входной преобразователь, основной режим работы которого выпрямительный, но возможно и обращение потока энергии (AC/DC Rectifier);
- электронный трансформатор постоянного тока (DC/DC Converter) как совокупность из двух обратимых преобразователей с электромагнитным трансформатором в промежуточном звене пременного тока;
- формирователь двухфазного переменного напряжения 120/240 В низкой частоты с заземлённым средним выводом.

Как видно, в отличие от традиционной системы электроснабжения Доливо-Добровольского-Тесла, в которой в качестве носителя электроэнергии выступают однофазный и трёхфазный переменные токи низкой частоты (50 или 60 Гц) в системе FREEDM в качестве носителя электроэнергии выступает так же постоянный ток и однофазный переменный ток повышенной частоты (на выходе и в промежуточных звеньях структуры рис. 1).

Новая система вобрала в себя достижения последних лет в области силовой электронной схемотехники и поэтому обладает очевидными достоинствами.

Однако имеется и ряд недостатков, основные из которых следующие:

- в схеме, как минимум, тройное преобразование энергии полупроводниковыми коммутаторами, а при формировании уровня AC 120/240 В добавляется ещё и четвёртое; в сочетании с принятым способом управления (высокочастотная ШИМ) эта последовательная структура не способствует получению высокого к.п.д. и увеличивает установленную мощность силовых полупроводниковых ключей;
- вход схемы планируется на однофазном переменном токе низкой частоты, что потребует специальных мер по выравниванию нагрузки фаз в питающей трёхфазной сети и снизит её коэффициент мощности за счёт мощности несимметрии [3].

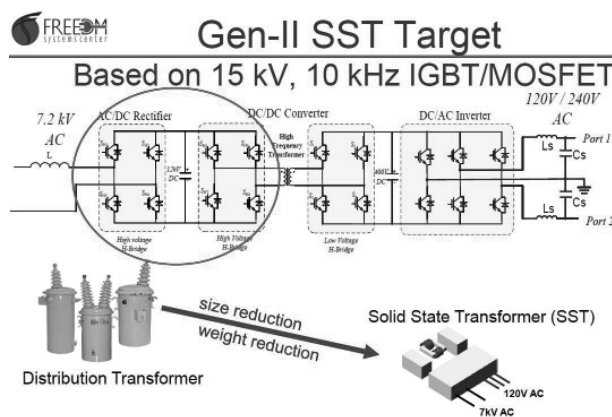


Рис. 1. Возможное исполнение преобразователя для питания единичного коммунально-бытового потребителя

Указанные недостатки могут быть устранены или смягчены, если заменить однофазный входной ШИМ – выпрямитель структуры FREEDM на трёхфазный резонансный 12-пульсный выпрямитель с фазовым управлением и мягкой коммутацией на основной низкой частоте согласно структурной схеме рис. 2.

Силовая схема представляет собой последовательное соединение двух 6-

пульсных блоков, каждый из которых обеспечивает половину выходного напряжения u_d . Система управления реализует регулируемый сдвиг по фазе между входными напряжениями коммутаторов в блоках и напряжениями вторичных обмоток трансформатора, что необходимо для регулирования потока передаваемой энергии, изменения направления этого потока, а также минимизации тока, коммутируемого силовыми полупроводниковыми ключами.

Главная позитивная особенность схемы рис. 2 при фазовом управлении состоит в минимальной частоте переключений, совпадающей с основной, поскольку в каждом из однофазных полумостов, из которых состояла схема, происходит только одно переключение на полупериоде.

Задача данной работы состоит в анализе характеристик и возможностей схемы рис. 2 при её применении в системе FREEDM, а также в других возможных применениях, например, в качестве выпрямительного звена в частотно-регулируемом электроприводе.

2. Однофазный полумостовой резонансный преобразователь с фазовым управлением как элементарный модуль схемы рис. 2

Он изображен на рис. 3. Его силовая схема (рис. 3а) содержит:

- источник однофазного синусоидального напряжения u_n , выполняющий функции питающей сети;
- входной LC-фильтр, являющийся последовательным резонансным контуром;
- силовой коммутатор из двух двухквadrантных ключей $S1$ - $S2$ знакопеременного тока;
- источник постоянного напряжения u_d с нейтральной (средней) точкой H .

В первом (базисном) приближении входной фильтр настроен в резонанс на основной частоте ω , то есть

$$\omega L_\delta = \frac{1}{\omega C_\delta} = X = X^* R_N, \quad (1)$$

где R_N – сопротивление номинальной нагрузки на выходах питающей сети, определяемое как отношение амплитуд основных гармоник номинального напряжения и тока

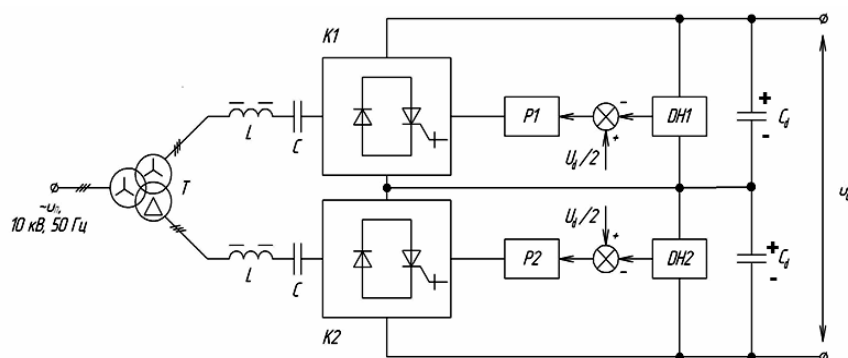


Рис. 2. Структурная схема трехфазного резонансного 12-пульсного выпрямителя: T – силовой трансформатор; LC – резонансные контуры; $K1, K2$ – коммутаторы 6-пульсных блоков; $P1, P2$ – регуляторы напряжения; $ДН1, ДН2$ – датчики напряжения; C_d – выходные фильтровые конденсаторы; u_d – выходное напряжение

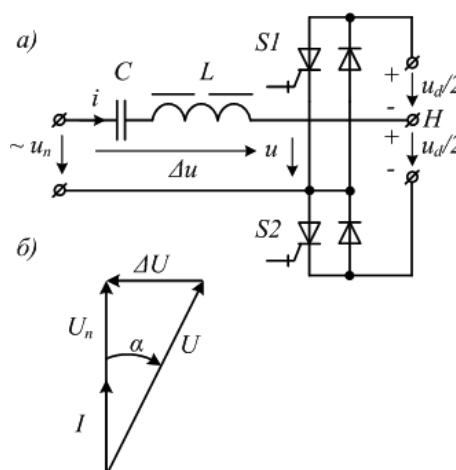


Рис. 3. Элементарный модуль схемы рис. 2: а – силовая схема; б – векторная диаграмма, поясняющая принцип фазового управления

$$R_N = \frac{U_m}{I_m}, U_m = \frac{2}{\pi} u_d, P_H = \frac{1}{2} U_m I_m; \quad (2)$$

X^* – относительное реактивное сопротивление контура в базисном режиме, которое, согласно рекомендации работы [4], целесообразно принять равным единице; P_H – мощность модуля.

Второе уравнение (2) соответствует меандру входного напряжения коммутатора, показанному на рис. 4. Однако практически использована расстройка резонанса путём такого одновременного увеличения индуктивности и ёмкости, что индуктивное сопротивление преобладает над ёмкостным и их разность ΔX имеет порядок 0,1–0,2 от X_δ :

$$L = (1 + \delta) L_\delta, C = (1 + \delta) C_\delta, \quad (3)$$

где δ – глубина расстройки резонанса по отношению к базисным значениям, удовлетворяющим условию (1).

Векторы на рис. 3б обозначены символами действующих значений величин. С помощью системы управления коммутатором можно повернуть вектор U относительно U_Π на заданный угол управления α . Поскольку результирующее сопротивление LC -фильтра при указанном выше способе расстройки резонанса является индуктивным, то вектор тока I отстает от вектора ΔU . Тогда в выпрямительном режиме при малом угле управления α он примерно совпадает по фазе с вектором напряжения U_Π , обеспечивая в идеале потребление из сети чисто активной мощности. Ясно также, что при изменении знака угла управления направление потока энергии изменится на обратное. В граничном режиме, при $\alpha=0$, обмена энергией между входной и выходной цепями нет.

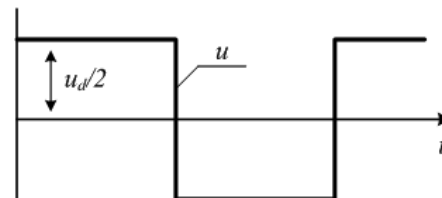


Рис. 4. Напряжение на входе коммутатора в схеме рис. 3

3. Характеристики установившихся режимов работы

При их определении применяем следующую последовательность: вначале используем характеристики однофазного полумостового преобразователя согласно разд. 2, а затем переходим к характеристикам трёхфазного 6-пульсного и, наконец, трёхфазного 12-пульсного выпрямителя, получая характеристики схемы рис. 2. Пусть её максимальная мощность равна P_H . Точка в каждом 6-пульсном блоке связь между входным фазным напряжением U_m и выходным u_d будет соответствовать второму равенству (2), как это имеет место для однофазного модуля, при этом вместо u_d следует подставить выходное напряжение u_{de} единичного 6-пульсного блока.

С учётом последовательного соединения 6-пульсных блоков получаем совокупность связей для основных гармоник напряжений и токов в схеме рис. 2

$$u_d = 2u_{de}, i_d = \frac{P_H}{u_d}, U_m = \frac{2}{\pi} u_{de}, P_H = 3U_m I_m \quad (4)$$

Задаваясь выходным напряжением u_d 12-пульсной схемы, получаем из первого равенства (4) напряжение u_{de} 6-пульсного блока, из второго равенства (4) выходной ток, из третьего равенства (4) амплитуду фазного напряжения U_m 6-пульсного блока и, наконец, из последнего равенства – амплитуду I_m его фазного тока. Низкая основная частота позволяет применить в качестве управляемых полупроводниковых приборов дешёвые, обладающие большой мощностью в единице и достаточно высоким к.п.д. ГТО или ГСТ с номинальным напряжением 6 кВ и номинальным средним током до 6 кА. Принимая двукратный запас по рабочему напряжению тиристоров, найдем, что допустимое выходное напряжение u_{de} единичного 6-пульсного блока составит 3 кВ. Подставляя эту величину в третье равенство (4) получаем амплитуду фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора $U_m \cong u_{de}/1,5 = 2$ кВ. При этих параметрах можно получить мощность нагрузки P_H примерно до 10 МВт.

4. Гармонические составляющие первичного тока

Сокращение их величин и улучшение, тем самым, электромагнитной совместимости с питающей сетью достигается за счет входного LC -фильтра, обладающего на частотах высших гармоник большим сопротивлением.

В меандре напряжения на входе коммутатора (рис. 4) относительное содержание k -й гармоники, как известно, равно $1/k$. Все гармоники напряжения переходят через нулевые значения в точках коммутации. Пренебрегая сопротивлением конденсатора на частотах высших гармоник, а также допуская $\delta=0$, найдем для относительного сопротивления фильтра на частоте k -й гармоники и относительной амплитуды тока этой гармоники

$$X_k^* = X^* k, I_{km}^* = \frac{1}{k X_k^*} = \frac{1}{X^* k^2}. \quad (5)$$

Поскольку это сопротивление является реактивным, то все высшие гармоники тока переходят в точках коммутации через амплитудные значения, поэтому для определения обусловленного ими относительного коммутируемого тока i_{sg}^* все амплитуды высших гармоник необходимо сложить

$$i_{sg}^* = \frac{i_{sg}}{I_m} = \frac{1}{X^*} \sum_k \frac{1}{k^2}, \quad (6)$$

где суммирование по номеру гармоники k производится для однофазной схемы по нечетным k от $k=3$ до $k=\infty$, для трехфазной 6-пульсной только для нечетных гармоник с номерами $6q\pm1$, где q меняется от 1 до ∞ , и для трехфазной 12-пульсной только для нечетных гармоник с номерами $12q\pm1$.

В результате получаем для однофазной, трехфазной 6-пульсной и трехфазной 12-пульсной схем соответственно

$$i_{sb}^* = 0,23, i_{sb}^* = 0,096, i_{sb}^* = 0,023. \quad (7)$$

Эти значение можно рассматривать как "естественные" относительные значения коммутируемого тока, получающиеся без введения регулируемой реактивной составляющей тока первой гармоники.

С точки зрения электромагнитной совместимости с питающей сетью представляет интерес результирующий коэффициент гармоник k_z как отношение суммарного действующего значения высших гармоник к действующему значению основной гармоники. Для каждой из высших гармоник в отдельности это отношение определяется равенством (6), а для получения результата действия всех гармоник должно быть сделано не простое сложение, как в (6), а квадратичное

$$k_z = \frac{1}{X^*} \sqrt{\sum \left(\frac{1}{k^2} \right)^2}. \quad (8)$$

Извлечение квадратного корня в (8) соответствует определению результирующего действующего значения. В результате получаем

$$k_z = 0,121, k_z = 0,046, k_z = 0,0105. \quad (9)$$

Из механизма суммирования в (8) вытекает, что величина k_z лишь незначительно выше в сравнении с $1/k_c^2$, где k_c - номер старшей гармоники из высших гармоник ($k_c=3$ в однофазной схеме, $k_c=5$ в трехфазной 6-пульсной и $k_c=11$ в трехфазной 12-пульсной).

Согласно ГОСТ 13109-97 допустимая величина k_z для сетей переменного тока составляет 5%. Обе версии трехфазной схемы этому условию удовлетворяют, притом 12-пульсная – с большим запасом. На рис. 5 показаны подтверждающие этот факт осциллограммы первичного тока трехфазного резонансного

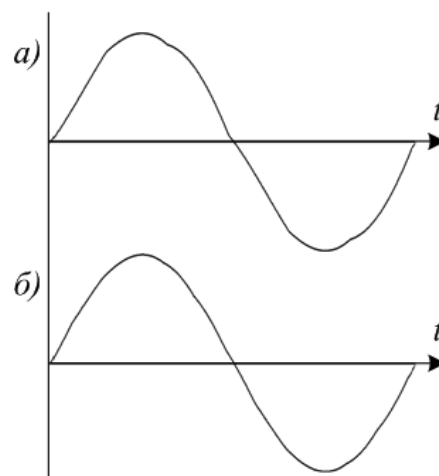


Рис. 5. Ток питающей сети в трехфазном резонансном преобразователе:

а - 6-пульсном; б - 12-пульсном

преобразователя полученные на его компьютерной модели. Как видно, в 12-пульсной схеме ток питающей сети практически синусоидален, а в 6-пульсной он близок к синусоидальному. Для однофазной схемы, согласно рекомендациям работы [4], необходимо дополнить пассивный LC -фильтр резонансного преобразователя ещё и активным фильтром.

5. Режим коммутации в нуле тока основной частоты

Он обеспечивается регулятором выходного напряжения таким образом, чтобы обеспечить разницу порядка 15–22 % между амплитудой фазного напряжения в питающей сети и на входе силового коммутатора.

На рис. 6 показано для однофазной схемы, каким образом меняется относительный коммутируемый ток в зависимости от величины разностного напряжения. Как видно, в указанном диапазоне он близок к нулю и начинает существенно возрастать лишь при выходе за пределы диапазона. Величина возникающего при этом реактивного тока первой гармоники в питающей сети составляет около 50 % от активного тока и мало зависит от разностного напряжения. Аналогичные соотношения имеют место для трехфазной схемы.

Потребление реактивной мощности из питающей сети является недостатком рассматриваемой резонансной идеологии построения преобразователей. Для его компенсации в сети целесообразна установка параллельных конденсаторов с реактивной мощностью порядка 50 % от передаваемой активной.

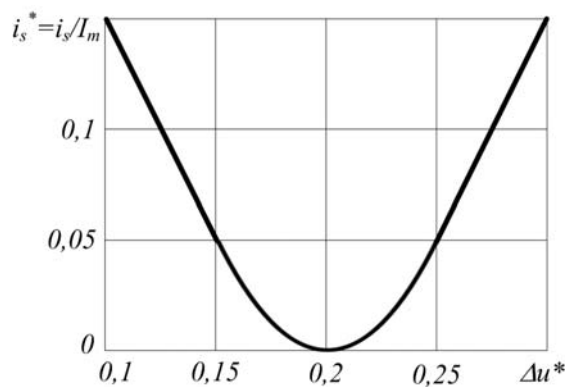


Рис. 6. Относительный коммутируемый ток в зависимости от разностного напряжения

6. Энергетические характеристики входного LC -фильтра

Не вызывает больших сомнений целесообразность применения резонансных преобразователей рассматриваемого класса при повышенной основной частоте порядка 1 кГц. При этом высокая энергетическая эффективность силовых электромагнитных элементов достигается именно за счёт повышенной основной частоты. При низкой основной частоте 50 Гц хорошие удельные характеристики на единицу передаваемой мощности (по к.п.д. и расходу активных материалов) достигаются при большой мощности преобразователя. В том, что это так, убеждает тот известный факт, что удельные характеристики силовых трансформаторов на частоте 50 Гц достаточно быстро улучшаются с повышением мощности. В частности, при переходе в мегаваттный диапазон мощностей может быть достигнут к.п.д., превышающий 99 %, что при малых мощностях недостижимо.

Соотношения для определения удельных энергетических характеристик силовых трансформаторов, записанные по методике работ [5, 6], приведены в ранее опубликованной работе авторов [7]. Для дросселя резонансного фильтра на стороне переменного тока, в связи с наличием только одной обмотки в каждой фазе, необходимо ввести дополнительный множитель 1/2 при мощности S .

Низкая основная частота 50 Гц ведет также к той особенности, что магнитный элемент работает, согласно терминологии работы [5], в вынужденном тепловом режиме, при котором амплитуда индукции B_m не зависит от геометрических факторов. Примем в качестве магнитного материала сердечника дросселя холоднокатаную электротехническую сталь Э330 с толщиной ленты 0,35 мм, для неё индукция насыщения $B_s = 2$ Тл, а для рабочей амплитуды индукции можно принять

$$B_m = B_s / 1,2. \quad (10)$$

Примем также в качестве проводникового материала алюминий, перегрев поверхности $\tau_{II} = 100^\circ\text{C}$ и принудительное воздушное охлаждение со скоростью воздуха 6 м/сек, что позволяет получить коэффициент теплоотдачи α порядка 36 Вт/м²град.

Используя соотношения работы [7], получаем зависимость удельных энергетических характеристик дросселя от мощности преобразователя, приведенную на рис. 7. Как видно, при мощности порядка единиц МВт можно получить к.п.д., превышающий 99%, при расходе активных материалов, не превышающем примерно 1 кг/кВт.

При низкой основной частоте конденсаторы резонансных LC -фильтров, а также конденсаторы, компенсирующие при мягкой коммутации потребляемую из сети реактивную мощность, работают примерно в тех же условиях, что и традиционные косинусные конденсаторы, реактивная мощность которых в современной энергетике приближается к 100% от передаваемой активной. В частности, для оценки удельных потерь на единицу передаваемой активной мощности при этом можно использовать равенство

$$P_c^* = 1.5 \operatorname{tg} \delta, \quad (12)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла потерь, который для металlobумажных конденсаторов может быть принят равным 0,005. Коэффициент 1,5 учитывает повышение суммарной мощности конденсаторов на 50 % за счет необходимости компенсации дополнительной реактивной мощности в питающей сети.

Как видно, в мегаваттном диапазоне мощностей суммарные относительные потери энергии в фильтровом оборудовании имеет порядок 1 %. Следует ожидать, что потери в полупроводниковых ключах при напряжении u_d порядка 3 кВ будут много меньше.

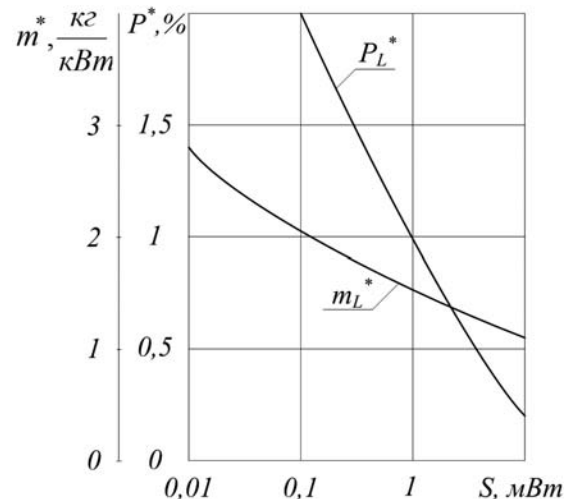


Рис. 7. Удельные энергетические показатели фильтрового дросселя в зависимости от мощности преобразователя

Выводы

1. Преобразователи рассматриваемого класса позволяют соединить преимущества новых систем электроснабжения и традиционных решений силовой электротехники и силовой электроники, что дает возможность получать достаточно эффективные гибридные структуры.
2. При низкой основной частоте высокие удельные показатели элементов резонансных фильтров достигаются в диапазоне мощностей порядка единиц МВт.
3. В качестве силовых управляемых ключей резонансных преобразователей повышенной мощности эффективны, наряду с IGBT, также запираемые тиристоры типов GTO или GCT.
4. Для управления преобразователями целесообразно использование резонансно-фазового способа, который состоит в расстройке резонанса во входном LC -фильтре в сторону понижения его собственной частоты в сочетании с регулируемым фазовым сдвигом между питающим напряжением и входным напряжением силового коммутатора.
5. Минимизация коммутируемого тока достигается регулятором выходного напряжения, который обеспечивает разницу порядка (15–22) % между амплитудой фазного напряжения в питающей сети и амплитудой напряжения на входе силового коммутатора. Недостатком является потребление из сети реактивного тока с величиной около 50 % от активного, для его компенсации необходимо подключение дополнительного конденсатора параллельно выводам сети.
6. Высокие показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью по гармоническому составу потребляемого тока обеспечивает 12-пульсная идеология построения силового коммутатора с последовательным соединением 6-пульсных блоков по выходу, при этом достигается результирующий коэффициент гармоник входного тока около 1 %.

7. Резонансная идеология построения регулируемых преобразователей с фазовым управлением и мягкой коммутацией на основной частоте является возможным альтернативным решением по отношению к традиционному управлению с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией.

Список использованной литературы

1. Huang A. Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) Systems -A Vision of Future Grid. NC State University.
2. Huang A. FREEDM System: An All Power Electronics Smart Grid Architecture. NC State University.
3. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с., ил.
4. Sokol E. I.; Goncharov Yu. P.; Eresko A. V. et al. Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems // Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on , vol., no., P.316,319, 5–7 June 2013.
5. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники // М.: Советское радио, 1971, 720 с.
6. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов // Л.: Энергия, 1970, 432 с.
7. Сокол Е. И., Гончаров Ю. П., Ивахно В. В. и др. Применение однофазного переменного тока повышенной частоты в низковольтных распределительных сетях электроснабжения // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Збірник наукових праць. Спеціальний випуск 2013 р. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – С. 128–135.

References

1. Huang A. Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) Systems -A Vision of Future Grid. NC State University.
2. Huang A. FREEDM System: An All Power Electronics Smart Grid Architecture. NC State University.
3. Majewski O. A. Energy performance of rectifier converters [Energeticheskie pokazateli ventilnykh preobrazovateley] — Moscow: Energiya, 1978. – 320 p.
4. Sokol E. I.; Goncharov Yu. P.; Eresko A. V. et al. Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems // Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on , vol., no., P.316,319, 5–7 June 2013.
5. Balian R.H. Transformers for electronics [Transformatoryi dlya radioelektroniki] // Moscow: Soviet Radio, 1971, –720 p.
6. Vasyutinskiy SB Problems in the theory and calculation of transformers [Voprosyi teorii i rascheta transformatorov] // Leningrad: Energy, 1970, – 432 p.
7. Sokol E. I., Goncharov Yu. P., Ivahno V. V. et al. Application of single-phase high frequency AC in low voltage electric power supply distribution grids [Primenenie odnofaznogo peremennogo toka povyishennoy chastoty v nizkovoltnykh raspredelitelnykh setyah elektrosnabzheniya] // Proceedings of the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine. Collected papers. Special Issue 2013 - Kyiv Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2013. – 128–135 p.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.